

滑り周波数制御方式による誘導電動機の ベクトル制御の二次抵抗温度変化の一補償法

杉本 英彦* 伍家駒**

A Compensating Method for Variation of Secondary Resistance with Temperature of Vector Controlled Induction Motor System Based on Slip Frequency Control

Hidehiko SUGIMOTO and Jiaju WU

(Received Aug. 31, 1993)

The characteristics of vector controlled induction motor system based on the slip frequency control are influenced by the variation of secondary resistance R_r with temperature. Therefore it is desirable that the estimated value \hat{R}_r of secondary resistance being used as the parameter of vector control is compensated to follow the variation. This paper presents a compensating method of the estimated value \hat{R}_r of secondary resistance. The compensating method is based on the special relation which arises if there is a difference between \hat{R}_r and R_r . This paper presents the simulation results of the compensating method too.

1. まえがき

誘導電動機の滑り周波数制御形ベクトル制御システムにおいて 誘導電動機の二次抵抗 R_r は温度によって変化するが、制御回路では二次抵抗として推定値 \hat{R}_r を用いている。 \hat{R}_r と R_r の間に偏差があると、ベクトル制御が正しく行われなくなる。よって、高性能な駆動システムを実現するために、 \hat{R}_r を R_r に一致させることが必要になる。制御対象である電動機の二次抵抗が温度とともに変化する場合には、通常のフィードバック制御システムだけでは高性能な制御が実現できない。本論

文では、直接検出できる電流、電圧及び周波数の間の特定な関係が R_r と R_r の差と比較的単純な関係があることを見出したので、その関係を \hat{R}_r の補償に利用することを提案する。

本論文による補償方法の特徴は、(1) 直接検出出来ない二次鎖交磁束を利用しない。(2) 低回転数と低負荷トルクの状態でも補償できるし、正弦の負荷トルクの状態でも補償できることである。その補償原理、補償方法及びシミュレーション結果を明らかにする。

2. 補償原理

2. 1 誘導電動機の電圧方程式とベクトル制御法

誘導電動機の電圧方程式は ω で回転する r - δ 座標軸上では(1)式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} V_{rs} \\ V_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + P\sigma L_s & -\omega\sigma L_s & PM/L_r & -\omega M/L_r \\ \omega\sigma L_s & R_s + P\sigma L_s & \omega M/L_r & PM/L_r \\ -MR_r/L_r & 0 & R_r/L_r + P & -(\omega - p\omega_r) \\ 0 & -MR_r/L_r & (\omega - p\omega_r) & R_r/L_r + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rs} \\ i_{\delta s} \\ \varphi_{rr} \\ \varphi_{\delta r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $\varphi_{rr} = M i_{rs} + L_r i_{rr}$ $\varphi_{\delta r} = M i_{\delta s} + L_r i_{\delta r}$ $\sigma = 1 - M^2/L_r L_s$

V_{rs} : r 軸一次電圧

$V_{\delta r}$: δ 軸一次電圧

i_{rs} : r 軸一次電流

$i_{\delta s}$: δ 軸一次電流

φ_{rr} : r 軸二次鎖交磁束

$\varphi_{\delta r}$: δ 軸二次鎖交磁束

ω : 電動機の一次角周波数

σ : 漏れ係数

R_s : 一次抵抗

R_r : 二次抵抗

L_s : 一次インダクタンス

L_r : 二次インダクタンス

M : 相互インダクタンス

ω_r : 回転子の電気角速度

p : 極対数

誘導電動機のトルク T_e は(2)式で与えられる。

$$T_e = (pM/L_r) (i_{\delta s} \varphi_{rr} - i_{rs} \varphi_{\delta r}) \quad (2)$$

誘導電動機の滑り周波数制御ベクトル制御システムは T_e の制御の簡単化のために r 軸に二次鎖交磁束を一致させる。これを実現するために滑り角周波数 ω_{se} は(3)式で与えられる。

$$\omega_{se} = \omega - p\omega_r = i_{\delta s} / \left[\left\{ 1 / (P + \hat{R}_r/L_r) \right\} i_{rs} \right] \quad (3)$$

ここで、 \hat{R}_r は R_r の推定値である。 \hat{R}_r と R_r が等しいとき、 $\varphi_{\delta r} = 0$ となる。従って、(2)式は(4)式になる。なお、 L_r は変動しないものとする。

$$T_e = (pM/L_r) i_{\delta s} \varphi_{rr} \quad (4)$$

2. 2 $\hat{R}_r = R_r$ の状態での諸検出量の特定な関係

r - δ 軸の一次電圧は(5)式になる。

$$\begin{cases} V_{rs} = (R_s + P\sigma L_s) i_{rs} + P(M + L_r) \varphi_{rr} - \omega\sigma L_s i_{\delta s} \\ V_{\delta s} = (R_s + P\sigma L_s) i_{\delta s} + \omega\sigma L_s i_{rs} + (\omega M^2/L_r) i_{rs} \end{cases} \quad (5)$$

ベクトル制御において二次差交磁束を一定に制御場合、 i_{rs} は一定とするから以下の議論では $i_{rs} = I_{rs}$ (一定) とする。このとき $\hat{R}_r = R_r$ であれば $\varphi_{rr} = \Phi_{rr}$ (定数) となる。

ある負荷状態 T_{e0} で $i_{\delta s} = T_{e0} L_r / pM \Phi_{rr}$ が成立する。これを(5)式に代入して(6)、(7)式が得られる。

$$V_{rs} = R_s I_{rs} - \omega\sigma L_s T_{e0} L_r / pM \Phi_{rr} \quad (6)$$

$$V_{\delta s} = R_s T_{e0} L_r / pM \Phi_{rr} + \omega\sigma L_s I_{rs} + \omega M^2 I_{rs} / L_s \quad (7)$$

(6)、(7)式において T_{e0} を消去する。

(6) 式 $\times (R_s / \omega \sigma L_s) + (7)$ 式:

$$\frac{R_s U_{rs}}{\sigma L_s \omega} + U_{\delta s} = \frac{R_s^2 I_{rs}}{\sigma L_s \omega} + \left(\sigma L_s + \frac{M^2}{L_r} \right) \omega I_{rs} \quad (8)$$

(8) 式で検出しなければならない変数一次電流、一次電圧及び一次角周波数であるが、それらは検出可能なものである。(8) 式において、 $\hat{R}_r = R_r$ の状態では (9) 式が成立する。

$$\Delta = \left(\frac{R_s U_{rs}}{\sigma L_s \omega} + U_{\delta s} \right) - \left[\frac{R_s^2 I_{rs}}{\sigma L_s \omega} + \left(\sigma L_s + \frac{M^2}{L_r} \right) \omega I_{rs} \right] = 0 \quad (9)$$

2. 3 $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態での諸検出量の関係

さて、 $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態を調べてみる。 $\hat{R}_r \neq R_r$ のとき、 $\varphi_{rr} \neq \phi_{rr}$ 、 $\varphi_{\delta r} \neq 0$ となるので、 V_{rs} と $V_{\delta s}$ は (5) 式で表すことができなくなる。このときの状態は (1) 式より、(10)、(11) 式で表せる。

$$V_{rs} = R_s i_{rs} + P \sigma L_s i_{rs} - \omega \sigma L_s i_{\delta s} + \frac{M}{L_r} P \varphi_{rr} - \frac{\omega M}{L_r} \varphi_{\delta r} \quad (10)$$

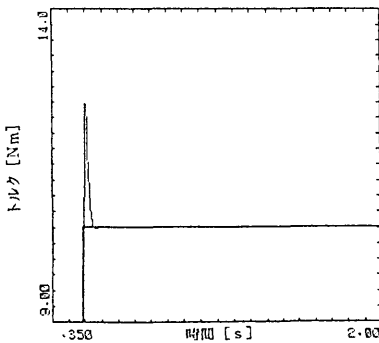
$$V_{\delta s} = \omega \sigma L_s i_{rs} + R_s i_{\delta s} + P \sigma L_s i_{\delta s} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rr} + \frac{M}{L_r} P \varphi_{\delta r} \quad (11)$$

(10)、(11) 式より (8) 式を求めたときの関係式、 $(R_s / \sigma \omega L_s) \times V_{rs} + V_{\delta s}$ を求めるよ次式ようになる。

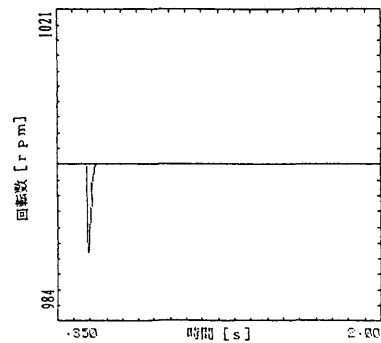
$$\begin{aligned} \frac{R_s V_{rs}}{\sigma L_s \omega} + V_{\delta s} &= \frac{R_s^2 i_{rs}}{\sigma L_s \omega} + \frac{M R_s P \varphi_{rr}}{\sigma L_s L_r \omega} - \frac{R_s M \varphi_{\delta r}}{\sigma L_s L_r} \\ &\quad + \sigma L_s \omega i_{rs} + \sigma L_s P i_{\delta s} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rr} + \frac{M}{L_r} P \varphi_{\delta r} \end{aligned} \quad (12)$$

なお、 \hat{R}_r の補償の必要性はみるために、 $\hat{R}_r = R_r$ のとき及び $\hat{R}_r \neq R_r$ ときのトルク及び回転数のシミュレーション結果を図1、2に示す。その条件は定数を後述した電動機を定格回転数で回転させておいて定格トルクをステップ状にかけたものである。 \hat{R}_r の補償が必要なが分かる。トルク特性中のステップ波形が負荷トルクである。回転数特性中の直線が回転数指令である。

図3で \hat{R}_r も R_r も 115°C の状態で 図4 \hat{R}_r は 115°C の状態で R_r は 0°C の状態である。図3、図4の条件は図1、図2と同じである。

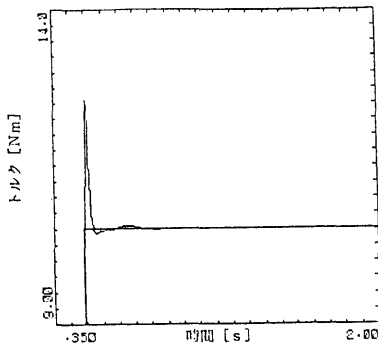


(a) トルク

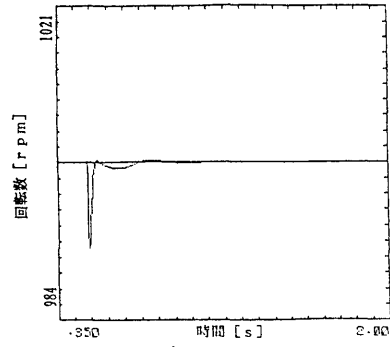


(b) 回転数

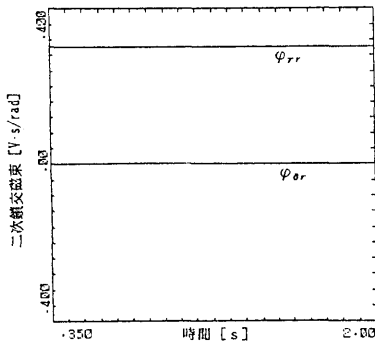
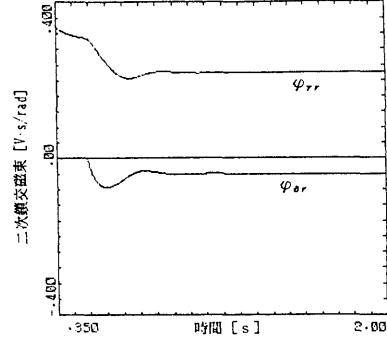
図1 $\hat{R}_r = R_r$ の状態



(a) トルク



(b) 回転数

図2 $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態図3 $\hat{R}_r = R_r$ の状態での二次鎖交磁束図4 $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態での二次鎖交磁束

2.4 補償原理

補償原理は(8)式と(12)式の差を利用するものである。

$\hat{R}_r = R_r$ の状態の $\left[\frac{R_s}{\sigma L_s \omega} U_{rs} + U_{\delta s} \right]$ の値である $\left[\frac{R_s^2 I_{rs}}{\sigma L_s \omega} + \left(\sigma L_s + \frac{M^2}{L_r} \right) \omega I_{rs} \right]$ を基準レベルとして $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態の $\left[\frac{R_s}{\sigma L_s \omega} U_{rs} + U_{\delta s} \right]_{\hat{R}_r \neq R_r}$ の値と $\hat{R}_r = R_r$ の状態の $\left[\frac{R_s}{\sigma L_s \omega} U_{rs} + U_{\delta s} \right]_{\hat{R}_r = R_r}$ の値の差 Δ を求めると次式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta &= \left[\frac{R_s U_{rs}}{\sigma L_s \omega} + U_{\delta s} \right]_{\hat{R}_r \neq R_r} - \left[\frac{R_s U_{rs}}{\sigma L_s \omega} + U_{\delta s} \right]_{\hat{R}_r = R_r} \\ &= \left[\frac{R_s U_{rs}}{\sigma L_s \omega} + U_{\delta s} \right]_{\hat{R}_r \neq R_r} - \left[\frac{R_s^2 I_{rs}}{\sigma L_s \omega} + \left(\sigma L_s + \frac{M^2}{L_r} \right) \omega I_{rs} \right] \\ &= \frac{M R_s}{\sigma L_s L_r \omega} P \varphi_{rr} - \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{\delta r} + \sigma L_s P i_{\delta s} \\ &\quad + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rr} + \frac{M}{L_r} P \varphi_{\delta r} - \frac{M^2}{L_r} \omega I_{rs} \end{aligned} \quad (13)$$

$\hat{R}_r = R_r$ の状態での Δ である $\Delta_{R_r = R_r}$ と $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態での Δ である $\Delta_{R_r \neq R_r}$ のシミュレーションの結果を図5と図6に示す。ここでは、 \hat{R}_r は115℃での二次抵抗で、 R_r は0℃での二次抵抗である。図6の α は回転数が1%定格回転数、トルクが200%定格トルクのときのもの、 β は回転

数が1%定格回転数で、トルクがマイナス100%定格トルクのときのもの、 c は回転数が100%定格回転数、トルクがマイナス100%定格トルクのときのもの、 d は回転数が100%定格回転数、トルクが200%定格トルクのときのものである。図5の条件は図6と同じである。図5は $a=b=c=d=0$ がある。

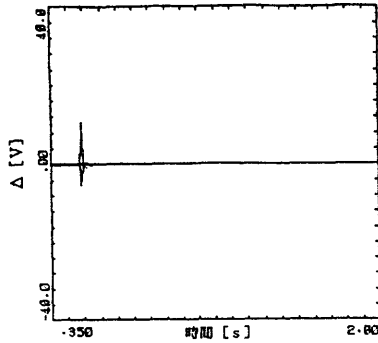


図5 $\hat{R}_r = R_r$ の状態での Δ の変化

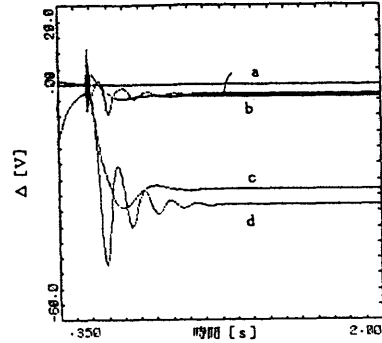


図6 $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態での Δ の変化

3. 補償不能領域とその回避

この補償方法は、 $\hat{R}_r \neq R_r$ の状態でも $\Delta_{\hat{R}_r \neq R_r} = 0$ の場合があるので、それを回避する必要がある。

3.1 ステップ状態での解析

(1) 式の3, 4行目から状態方程式 (14) が得られる。

$$P \begin{bmatrix} \varphi_{rr} \\ \varphi_{\delta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & \omega_{se} \\ -\omega_{se} & -R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rr} \\ \varphi_{\delta r} \end{bmatrix} + \frac{MR_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{rs} \\ i_{\delta s} \end{bmatrix} \quad (14)$$

ここでは、例として、 i_{rs} を一定 (I_{rs})、 $i_{\delta s}$ を時間 $t=0$ で、0から $I_{\delta s}$ へステップ的に変化したときの二次鎖交磁束の挙動について、状態方程式を直接解いて示すことにする。電流をステップ的に変化させることは、インダクタンスがあるので厳密には不可能であるが、電流は二次鎖交磁束の挙動の速さに比べて十分速く変化するので、そのように見なせるものとする。これらの条件で (14) 式を解くと、(15)～(20) 式が得られる。

$$\varphi_{rr} = Ah(t) + MI_{rs} \quad (15)$$

$$\varphi_{\delta r} = Bh(t) \quad (16)$$

$$A = \frac{MI_{rs}(1-\hat{R}_r/R_r)R_r I_{\delta s}^2 / R_r I_{rs}^2}{1 + (\hat{R}_r I_{\delta s} / R_r I_{rs})^2} = \frac{MI_{rs}(1-K)KI_{\delta s}^2}{I_{rs}^2 + K^2 I_{\delta s}^2} \quad (17)$$

$$B = \frac{MI_{\delta s}(1-\hat{R}_r/R_r)}{1 + (\hat{R}_r I_{\delta s} / R_r I_{rs})^2} = \frac{MI_{rs}^2 I_{\delta s}(1-K)}{I_{rs}^2 + K^2 I_{\delta s}^2} \quad (18)$$

$$K = \hat{R}_r / R_r \quad (19)$$

$$h(t) = 1 - e^{-\tau t} \sqrt{1 + \left(\frac{R_r I_{rs}}{\hat{R}_r I_{\delta s}} \right)^2} \sin \left[\frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{R_r I_{rs}} t + \tan^{-1} \left(\frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{R_r I_{rs}} \right) \right] \quad (20)$$

$$\tau = R_r / L_r \quad (21)$$

(2) 式より, T_e を一定 (T_{e0}) とすれば, (22) 式で表される $i_{\delta s}$ が得られる.

$$i_{\delta s} = \frac{L_r T_{e0}}{\varphi_{rr} p M} + \frac{I_{rs} \varphi_{\delta r}}{\varphi_{rr}} = \frac{L_r T_{e0}}{p M [A h(t) + M I_{rs}]} + \frac{I_{rs} B h(t)}{A h(t) + M I_{rs}} \quad (22)$$

(15) ~ (22) 式より, (23) ~ (26) 式も得られる.

$$P \varphi_{rr} = A h'(t) \quad (23)$$

$$P \varphi_{\delta r} = B h'(t) \quad (24)$$

$$P h(t) = \frac{R_r}{L_r} e^{-\tau t} \sqrt{1 + \left(\frac{R_r I_{rs}}{\hat{R}_r I_{\delta s}} \right)^2} \sin \left[\frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{L_r I_{rs}} t + \tan^{-1} \left(\frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{R_r I_{rs}} \right) \right] \\ - e^{-\tau t} \frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{L_r I_{rs}} \sqrt{1 + \left(\frac{R_r I_{rs}}{\hat{R}_r I_{\delta s}} \right)^2} \cos \left[\frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{L_r I_{rs}} t + \tan^{-1} \left(\frac{\hat{R}_r I_{\delta s}}{R_r I_{rs}} \right) \right] \quad (25)$$

$$P i_{\delta s} = - \frac{L_r T_{e0} \varphi_{rr}}{p M \varphi_{rr}^2} + \frac{\varphi_{rr} \varphi_{\delta r} - \varphi_{\delta r} \varphi_{rr}}{\varphi_{rr}^2} I_{rs} \\ = \frac{M I_{rs} B h'(t) - (L_r T_{e0} / p M) A h'(t)}{[A h(t) + M I_{rs}]^2} \quad (26)$$

3.2 補償不能領域

(15) ~ (26) 式を (13) 式に代入すると (27) 式が得られる.

$$\Delta = \frac{M R_s A h'(t)}{\sigma L_s L_r \omega} - \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} B h(t) + \frac{M}{L_r} \omega A h(t) + \frac{M}{L_r} B h'(t) \\ + \sigma L_s \frac{M I_{rs} B h'(t) - (L_r T_{e0} / p M) A h'(t)}{[A h(t) + M I_{rs}]^2} \quad (27)$$

(27) 式において, 定常状態を調べてみる. $h(\infty) = 1$, $h'(\infty) = 0$ であるから, (28) 式がえられる.

$$\Delta = M \omega A / L_r - R_s M B / \sigma L_s L_r \quad (28)$$

(17), (18) 式を (28) 式に代入して (29) 式が得られる.

$$\Delta = \frac{M^2 I_{rs} i_{\delta s} (1 - K)}{(I_{rs}^2 + K^2 i_{\delta s}^2) L_r} \left(\omega K i_{\delta s} - \frac{R_s}{\sigma L_s} I_{rs} \right) \quad (29)$$

(29) 式より Δ と K の関係が求まる. $R_r = \hat{R}_r$ の状態 ($K=1$) で $\Delta=0$ である. けれども $\hat{R}_r = R_r$ の状態ばかりでなく, $\omega K i_{\delta s} = R_s I_{rs} / \sigma L_s$ の状態では, $\hat{R}_r \neq R_r$ でも $\Delta_{\hat{R}_r = R_r} = 0$ が成立し得る. $\omega K i_{\delta s} = R_s I_{rs} / \sigma L_s$ の状態は補償不能領域となる. 勿論, 補償不能領域を回避しなければ実用の意味がなくなる.

3.3 補償不能領域の回避

いま, 誘導電動機の最高温度時の二次抵抗値を R_{rmax} とする. また, 誘導電動機の最低温度時の二次抵抗値を R_{rmin} とする. 最低温度を基準にして, ある温度状態の二次抵抗の値を $R_r = R_{rmin} (1 + \alpha \Delta T)$ とする. ここで, α は二次抵抗の温度係数であり, ΔT は最低温度を基準としたある温度の温度差である. このとき, $K = R_r / R_{rmin} = 1 + \alpha \Delta T$ である. ΔT の最大値を 105°C とすると, $1 < K < 1.5$ となる. したがって, (29) 式右辺の ()の部分から $R_s / \sigma L_s > \omega i_{\delta s} / I_{rs} > R_s / 1.5 \sigma L_s$ の範囲で補償不能領域ができる可能性がある. その

範囲以外では、 $\hat{R}_r = R_r$ の状態 $\Delta = 0$ であるので、 Δ はそのまま補償に利用できる。

さて、上記した補償不能領域を回避する方法について考える。その方法として、一般に一定に制御されている I_{rs} を変化させるものとする。このことにより、(29)式右辺の()の部分で0でないようにすることができる。 I_{rs} 変化の方法は種種あるが R_r の温度変化が遅いことを考えればゆっくりしかかもわずかに変化さればよいので、トルクへの影響は無視できる。

(29)式より求めた補償不能領域を図7～図12に示す。図7において I_{rs} と ω は定格値である。図8において I_{rs} は定格値の1.5倍であり、 ω は定格値である。図9において I_{rs} は定格値であり、 ω は定格値の1%である。図7、図8、図9の順序で補償不能領域となる K の範囲が狭くなっている。図10は $K = 1.5$ の状態において $\Delta - \omega$ の関係を示したものである。図11は $K = 1.3$ の状態において $\Delta - \omega$ の関係を示したものである。図12は $K = 1.1$ の状態において $\Delta - \omega$ の関係を示したものである。*

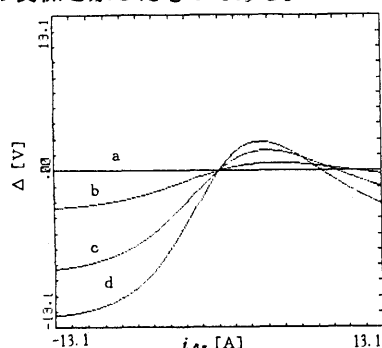


図7 I_{rs} と ω が定格値での $i_{ds} - \Delta$ 関係

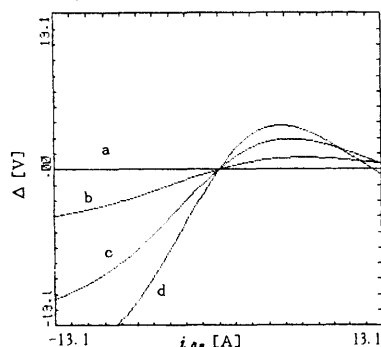


図8 I_{rs} が定格値の1.5倍での $i_{ds} - \Delta$ 関係

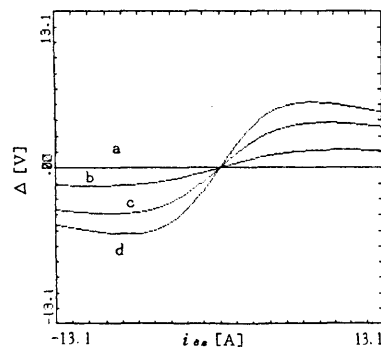


図9 ω_{rm} が定格値の1%での $i_{ds} - \Delta$ 関係

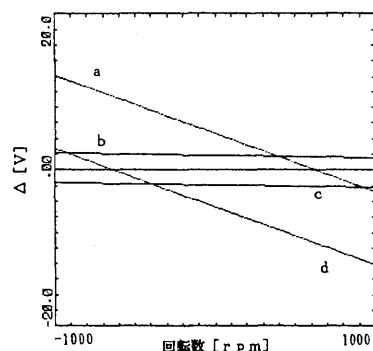


図10 $K = 1.5$ の状態での $\omega_{rm} - \Delta$ 関係

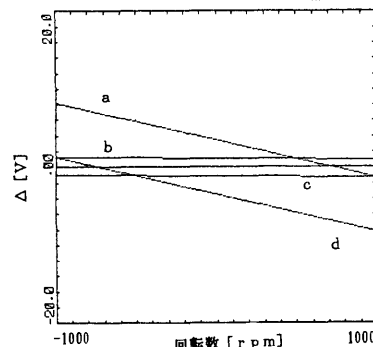


図11 $K = 1.3$ の状態での $\omega_{rm} - \Delta$ 関係

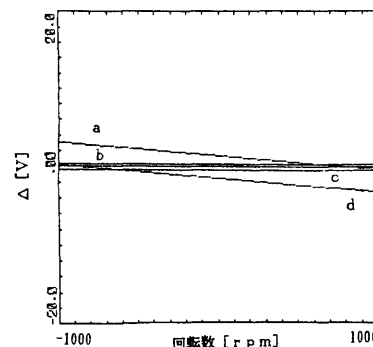


図12 $K = 1.1$ の状態での $\omega_{rm} - \Delta$ 関係

5. シミュレーション結果

5.1 シミュレーションに用いた電動機定数

補償の効果を調べるためにシミュレーションを行う。誘導電動機の定数を下に示す。

定格出力: 1100W	過負荷出力: 500%	定格トルク: 10.51Nm
$I_{rs}: 11.1A$	$I_{os}: 13.1A$	定格回転数: 1000rpm
$L_s: 28.7mH$	$L_r: 29.1mH$	$M: 27.1mH$
$\sigma: 0.121$	$p: 3$	$R_r(115^\circ\text{C}): 0.4445\Omega$
$J_M: 0.0179kgm^2$		$R_s(115^\circ\text{C}): 0.407\Omega$

5.2 時間の設定

誘導電動機の滑り周波数制御方式ベクトル制御における二次抵抗の温度変化の影響は負荷トルクのステップ応答を調べることで分かる。時間軸を0.35秒から表示する理由は温度の影響と補償の効果だけをみるのである。すなわち、システムの始動過渡状態を省いている。速度指令は全て0.25秒から与え、負荷トルクは全て0.5秒から与えている。

5.3 \hat{R}_r の同定の例

条件: 定格回転数、定格トルク。 $K_\Delta = 50000$, $T = 0.2$ 秒。

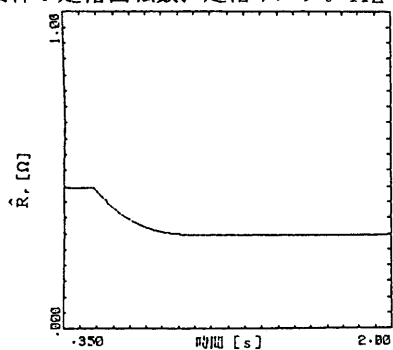


図13 \hat{R}_r の同定

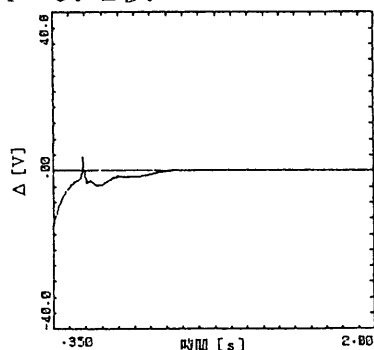


図14 図13の Δ

5.4 補償の効果

下記四つのシミュレーション初期条件は $\hat{R}_r: 115^\circ\text{C}$, $R_r: 0^\circ\text{C}$ とする。

(1) 回転数が高くてトルクが正である状態のシミュレーション

図15から図16までの条件は負荷トルクが200%定格トルクであり、回転数指令が100%定格回転数である。

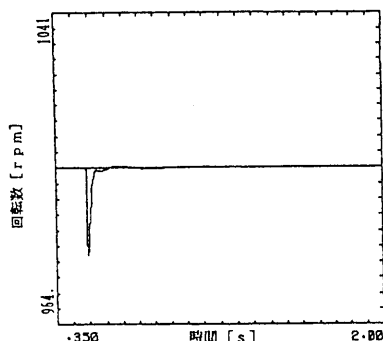


図15 補償がある場合の回転数特性

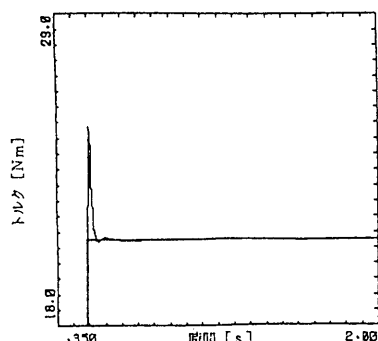


図16 補償がある場合のトルク特性

(2) 回転数が低くてトルクが負である状態のシミュレーション

図17から図18までの条件はトルクが200%定格トルクであり、回転数指令が1%定格回転数である。

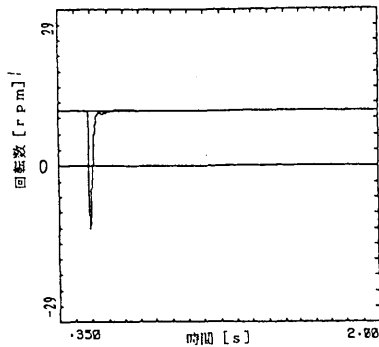


図17 補償がある場合の回転数特性

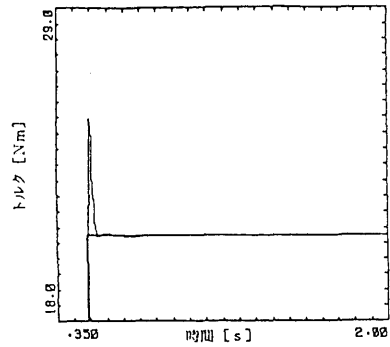


図18 補償がある場合のトルク特性

(3) 回転数が高くてトルクが負である状態のシミュレーション

図19から図20までの条件はマイナス定格トルクであり、定格回転数である。

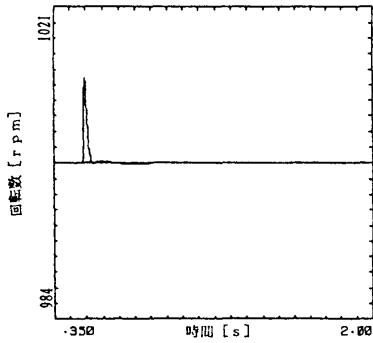


図19 補償がある場合の回転数特性

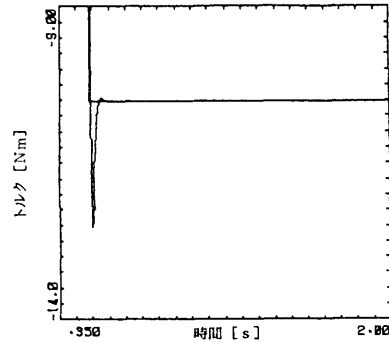


図20 補償がある場合のトルク特性

(4) 回転数が低くてトルクが負である状態のシミュレーション

図21から図22までの条件はトルクが-100%定格トルクであり、回転数指令が1%定格回転数である。

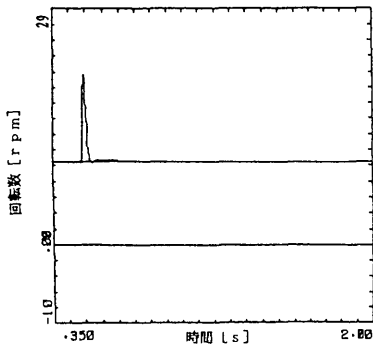


図21 補償がある場合の回転数特性

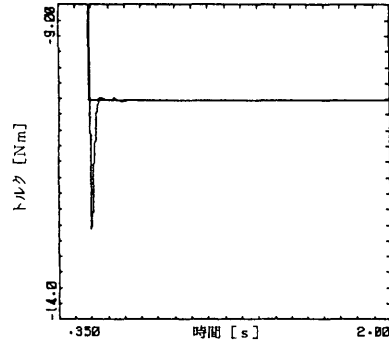


図22 補償がある場合のトルク特性

6. あとがき

本論文で提案した二次抵抗の温度補償法について内容をまとめる。

(1) 温度によって変化している誘導電動機の二次抵抗の値 R_r が滑り周波数制御器でもちいるその推定値の定数 \hat{R}_r と異なれば、制御システムの $[(R_s/\sigma L_s\omega)V_{rs}+V_{\delta s}]$ が変化するので $\hat{R}_r=R_r$ の状態の $[(R_s/\sigma L_s\omega)V_{rs}+V_{\delta s}]$ と等しい $[R_s^2 I_{rs}/\sigma L_s\omega(\sigma L_s+M^2/L_r)\omega I_{rs}]$ とそれをを比較し、その差 $\Delta=[(R_s/\sigma L_s\omega)V_{rs}+V_{\delta s}]-[R_s^2 I_{rs}/\sigma L_s\omega+(\sigma L_s+M^2/L_r)\omega I_{rs}]$ で \hat{R}_r を補償する。

(2) $R_s/K\sigma L_s=\omega i_{\delta s}/I_{rs}$ の状態は補償不能領域である。補償不能領域を回避するには I_{rs} を変えればよい。

(3) Δ を0にするように \hat{R}_r を補償することによって二次抵抗の温度補償ができる。補償法は非線形制御である。

(4) 様々な負荷状態でのシミュレーション結果により、本提案の有用性を確認できた。

最後に、本研究に際して、本堂義記技官、大学院生服部吉伸君、巴 正信君、張世淵君のご協力を得たことを記し、ここに深く感謝の意を表す。

参考文献：

(1) 杉本，大野：「VVVF電源で駆動される誘導電動機の新干渉制御法とその特性」
電学論B 104 781 (昭59-1)

(2) 杉本，他：「ACサーボシステムの理論と設計の実際」 総合電子出版社 (平2)

